

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

Jc971 U.S. PTO
10/087703
02/28/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 5月29日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-161228

出 願 人

Applicant(s):

松下電器産業株式会社

2001年12月21日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造

出証番号 出証特2001-3110298

【書類名】 特許願

【整理番号】 2022020437

【提出日】 平成13年 5月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 6/18
H02P 6/02

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 中田 秀樹

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 吉岡 包晴

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 新井 康弘

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100062926

【弁理士】

【氏名又は名称】 東島 隆治

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 031691

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9901660

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ブラシレスモータの駆動装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 三相の巻線を有するステータおよび永久磁石を有するロータを備えるブラシレスモータ、

前記ブラシレスモータに接続され、直流電圧を交流電圧に変換して前記ブラシレスモータに印加する、スイッチング素子とダイオードとで構成されたインバータ、

前記ブラシレスモータの三相の巻線のうちの少なくとも二相の巻線の電流を検出する電流検出器、及び

前記インバータに接続され前記インバータを制御する制御器を有するブラシレスモータの駆動装置であって、

前記制御器は、

印加電圧指令値と位相指令値とから三相の正弦波電圧指令値を生成し、前記三相の正弦波電圧指令値から前記インバータを駆動する PWM 指令値を生成する PWM 変換部、

前記 PWM 指令値に基づいて前記インバータを駆動し、前記ブラシレスモータに流れる電流を検出する前記電流検出器の出力と前記位相指令値から、前記印加電圧指令値と同位相成分の電流及び 90 度直交する成分の電流を生成する三相二相変換部、

前記同位相成分の電流、前記 90 度直交する成分の電流、前記印加電圧指令値及び前記ブラシレスモータのインピーダンスから、印加電圧と誘起電圧との位相差を演算し、前記位相差の目標値と前記位相差との位相誤差を生成する位相誤差演算部、

回転数指令値から印加電圧基準値を生成する V/F 変換部、

前記回転数指令値から前記位相指令値を生成する位相指令部、及び

前記位相誤差から位相補償電圧を生成し、前記印加電圧基準値と前記位相補償電圧から、前記印加電圧指令値を次の制御周期に用いるように更新する電圧指令部

を備えることを特徴とするブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 2】 前記位相誤差演算部は、前記位相誤差の生成に加えて、前回の制御周期における位相誤差と、前回の制御周期における推定位相基準値とを記憶しており、今回の制御周期における位相誤差と、今回の制御周期における推定位相基準値及び制御周期とから前記ブラシレスモータの推定回転数を演算して、前記回転数指令値と前記推定回転数との回転数誤差を生成し、

前記電圧指令部は、前記回転数誤差から速度補償電圧を演算し、前記印加電圧基準値、前記位相補償電圧及び前記速度補償電圧から前記印加電圧指令値を次の制御周期に用いるように更新する

ことを特徴とする請求項 1 記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 3】 前記位相誤差演算部は、前記位相誤差の生成に加えて、モータの全電流を演算し、前記全電流から前記ブラシレスモータのロータ軸方向と印加電圧方向との位相差を演算し、前回の制御周期における前記位相差、今回の制御周期における位相差及び前記制御周期から回転数誤差を生成する

ことを特徴とする請求項 2 記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 4】 前記位相誤差演算部は、前記位相誤差の生成に加えて、モータの全電流を演算し、前回の制御周期における前記全電流 I と今回の制御周期における全電流との誤差の比例値を回転数誤差とする

ことを特徴とする請求項 2 記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 5】 前記位相誤差演算部は、前記位相誤差と前記回転数誤差の生成に加えて、前回の制御周期における前記回転数誤差と今回の制御周期における回転数誤差と制御周期とから加速度誤差を生成し、

前記電圧指令部は、前記加速度誤差から加速度補償電圧を演算し、前記印加電圧基準値、前記位相補償電圧、前記速度補償電圧及び前記加速度補償電圧から前記印加電圧指令値を次の制御周期に用いるように更新する

ことを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 6】 前記位相指令部は、前記回転数指令値と前記位相誤差とから前記位相指令値を次の制御周期に用いるように更新する

ことを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 7】 前記電圧指令部は、前記位相誤差から前記位相補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記回転数指令値に応じて変える

ことを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 8】 前記電圧指令部は、前記位相誤差から前記位相補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記電流に応じて変える

ことを特徴とする請求項 1 から 7 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 9】 前記電圧指令部は、前記回転数誤差から前記速度補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記回転数指令値に応じて変える

ことを特徴とする請求項 2 から 8 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 10】 前記電圧指令部は、前記回転数誤差から前記速度補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記電流に応じて変える

ことを特徴とする請求項 2 から 8 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 11】 前記電圧指令部は、前記加速度誤差から前記加速度補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記回転数指令値に応じて変える

ことを特徴とする請求項 5 から 10 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 12】 前記電圧指令部は、前記加速度誤差から前記加速度補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記電流に応

じて変える

ことを特徴とする請求項 5 から 1 1 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 1 3】 前記位相指令部は、前記回転数指令値を制御周期で除した値に前記位相誤差を P 制御したものを加えて次の制御周期に用いる位相指令値を生成し、前記 P 制御の P ゲインを前記回転数指令値に応じて変える

ことを特徴とする請求項 6 から 1 2 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 1 4】 前記位相指令部は、前記回転数指令値を制御周期で除した値に前記位相誤差を P 制御したものを加えて次の制御周期に用いる位相指令値を生成し、前記 P 制御の P ゲインを前記電流に応じて変える

ことを特徴とする請求項 6 から 1 3 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 1 5】 三相の巻線を有するステータおよび永久磁石を有するロータを備えるブラシレスモータ、

前記ブラシレスモータに接続され、直流電圧を交流電圧に変換して前記ブラシレスモータを駆動する、スイッチング素子とダイオードとで構成されたインバータ、

前記ブラシレスモータの三相の巻線のうちの少なくとも二相の巻線の電流を検出する電流検出器、

及び前記インバータに接続され前記インバータを制御する制御器

を有するブラシレスモータの駆動装置であって、

前記制御器は、

a 軸上の印加電圧指令値、および前記 a 軸に直交する r 軸上の印加電圧指令値と位相指令値とから、二相三相変換を行って三相正弦波電圧指令値を生成し、前記三相正弦波電圧指令値から前記インバータを駆動する PWM 指令値を生成する PWM 変換部、

前記 PWM 指令値に基づいて前記インバータを駆動し、前記ブラシレスモータに流れる電流を検出する前記電流検出器の出力と前記位相指令値とから、前記 a

軸上の電流と前記 r 軸上の電流とを生成する三相二相変換部、

前記 a 軸上の電流、前記 r 軸上の電流、前記 a 軸上の印加電圧指令値及び前記ブラシレスモータのインピーダンスから印加電圧と誘起電圧との位相差を演算して前記位相差の目標値と前記位相差との位相誤差を生成し、前回の制御周期における位相誤差、前回の制御周期における位相指令値、今回の制御周期における位相誤差、今回の制御周期における位相指令値及び今回の制御周期から前記ブラシレスモータの推定回転数を演算し、回転数指令値と前記推定回転数との回転数誤差を生成する位相誤差演算部、

回転数指令値と前記位相誤差とから前記位相指令値を次の制御周期に用いるように更新する位相指令部、及び

前記回転数誤差を P I 制御して次の制御周期に用いる a 軸上の電流指令値を生成し、前記の軸上の電流指令値と前記 a 軸上の電流との誤差を P I 制御して次の制御周期に用いる前記 a 軸上の印加電圧指令値を生成し、前記 a 軸上の印加電圧指令値、前記 a 軸上の電流指令値、及び前記位相差の目標値から次の制御周期に用いる r 軸上の電流指令値を生成し、前記 r 軸上の電流指令値と前記 r 軸上の電流との誤差を P I 制御して次の制御周期に用いる前記 r 軸上の電圧指令値を生成する電圧指令部

を備えることを特徴とするブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 1 6】 前記位相誤差演算部は、前記回転数指令値が所定値以下の場合、前記電流を 0 として前記位相差を演算する

ことを特徴とする請求項 1 から 1 5 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 1 7】 前記位相誤差演算部は、前記目標値を前記回転数指令値に応じて変える

ことを特徴とする請求項 1 から 1 6 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【請求項 1 8】 前記位相誤差演算部は、前記目標値を前記電流に応じて変える

ことを特徴とする請求項 1 から 1 7 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆

動装置。

【請求項 1 9】 前記位相誤差演算部で用いる前記インピーダンスは前記ブラシレスモータの一相あたりの巻線抵抗である

ことを特徴とする請求項 1 から 1 8 のいずれかに記載のブラシレスモータの制御装置。

【請求項 2 0】 前記制御器は、前記モータ電流が過電流か否かを判定し、かつ電圧飽和か否かを判定し、過電流時には前記回転数指令値を調整し、前記電圧飽和時には前記位相差目標値と前記回転数指令値とを調整する

ことを特徴とする請求項 1 から 1 9 のいずれかに記載のブラシレスモータの駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、位置センサを有しないブラシレスモータを駆動するセンサレス駆動装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

位置センサを有しないブラシレスモータのロータの位置を検出するために、従来はブラシレスモータの誘起電圧を検出し、それに基づいて位置を検出する方法が一般的であった。この方法は矩形波駆動の場合に限られている。しかし矩形波駆動では電流が矩形波状に変化するので、モータの効率、振動、騒音等のすべての性能において正弦波駆動よりも劣っている。特開平 5 - 2 3 6 7 8 9 号公報にはこの正弦波駆動方式が示されている。この第 1 の従来技術では、モータ電流のゼロクロス点を検出して、印加電圧とモータ電流との位相差を求める。この位相差が所望の指令値になるようフィードバック制御して、印加電圧あるいは回転数指令値を制御する方法をとっていた。この従来技術を図 1 4 及び図 1 5 を用いて説明する。

【0 0 0 3】

図 1 4 において、直流電源 5 1 の直流電圧はインバータ回路 5 2 によって交流

電圧に変換されモータ 5 3 に供給される。モータ 5 3 を流れる電流はモータ電流検出部 5 4 で検出され、インバータ制御部 5 5 に入力される。インバータ制御部 5 5 では、周波数設定部 5 6 の出力周波数からモータ 5 3 に印加する電圧の回転位相を位相変換部 5 7 によって得る。モータ電流検出部 5 4 の出力は電流ゼロクロス検出部 5 8 に入力され、モータ電流のゼロクロス点が検出される。図 1 5 の (a) は印加電圧の設定周波数 f_s と回転位相 θ の関係を表している。この回転位相 θ から図 1 5 の (b) に示す印加電圧 V_s が生成されてモータ 5 3 に印加され、モータ電流 I_s が流れる。回転位相 θ とモータ電流 I_s のゼロクロス点から位相差演算部 5 9 で位相差 ϕ が求められる。位相差指令部 6 0 の出力と位相差演算部 5 9 の出力から、加算器 6 5 と誤差電圧演算部 6 1 で誤差値を求めて増幅し出力指令演算部 6 2 に入力する。出力指令演算部 6 2 はこの誤差値に応じてモータ印加電圧を補償する。補償したモータ印加電圧と位相変換部 5 7 の出力に応じた回転位相で正弦波電圧指令波形が生成され、これをパルス幅変調 (PWM) してインバータ回路 5 2 のスイッチ素子を駆動する。

【 0 0 0 4 】

第 2 の従来技術の正弦波駆動方法として、特開平 1 1 - 1 8 4 8 3 号公報に示されるものがある。この駆動方法では、モータの巻線抵抗や $d-q$ 軸上のインダクタンスで記述されるモータの電圧方程式をあらかじめ準備しておく。そして、モータの印加電圧と実際に流れた電流とからモータの位相ならびに回転数を推定してフィードバック制御する。この従来技術を図 1 6 を用いて説明する。

二相三相変換器 7 4 で生成された PWM 指令値に基づいてインバータ 7 2 のスイッチング素子を制御し、モータ 7 1 を駆動する。電流検出器 7 5 で検出したモータ電流と推定位相 θ とを三相二相変換器 7 6 で直交座標系に変換 ($\gamma\delta$ 変換) する。このときの座標軸は、モータモデル 7 7 上で推定した $d-q$ 軸すなわち、 $\gamma-\delta$ 軸である。変換された電流と電圧指令値とからモータモデル 7 7 を用いて位相 θ 、回転数 ω を推定する。電流指令器 7 9 により、回転数 ω と回転数指令値 ω^* との誤差を P I 制御して $\gamma-\delta$ 軸上の電流指令値を作成する。電圧指令器 7 a により、電流マイナーループによって検出電流との誤差をさらに P I 制御して印加電圧指令値を作成する。この印加電圧指令値が再び PWM 変換器 7 4 に用い

られて三相変換された後 P W M 指令値を作成し、次の制御周期で再度インバータ 7 2 を制御する。

【 0 0 0 5 】

【発明が解決しようとする課題】

モータ電流のゼロクロス点を検出し、モータ電流と印加電圧との位相差を所望する指令値になるようフィードバック制御する前記第 1 の従来技術では、モータ電流のゼロクロス点は図 1 5 の (b) に示すように 1 相当たり電気角で 1 8 0 度に 1 回検出できるので、3 相では電気角で 6 0 度に 1 回検出できる。しかしながら、6 0 度毎の検出によるフィードバック制御では、サンプルホールドによる検出遅れが大きい。従って特にモータの回転数が低い周波数領域で動作が不安定になり脱調現象を生じ、停止し易いという問題があった。

【 0 0 0 6 】

また、モータモデルを用いて d - q 軸を推定する第 2 の従来技術は、制御周期毎 (例えば、キャリア周期毎) にフィードバックする。従って検出遅れによる脱調現象が起きにくいという長所がある。一方、モータのパラメータ、特にインダクタンスは温度や負荷の影響を受けて大きく変化する。そのため、実際のモータのパラメータと制御器内部で使用するモデルとの間に誤差が生じると、位相あるいは回転数の推定結果が実際と異なってくる。そのためモータの回転が最終的には脱調してしまうという問題があった。また、この制御を行う際には演算量が多いため、高価なマイクロコンピュータあるいは D S P を用いる必要があった。

【 0 0 0 7 】

本発明の目的は、広範囲な運転領域で脱調することなく、高効率、低騒音、低振動で安定にモータの回転を制御できるモータ制御装置を提供することにある。また、本発明の他の目的は、モータモデルを用いず、演算量が少ない駆動アルゴリズムを用いる安価なモータ制御装置を提供することにある。

【 0 0 0 8 】

【課題を解決するための手段】

本発明のブラシレスモータの駆動装置は、三相の巻線を有するステータおよび永久磁石を有するロータを備えるブラシレスモータ、前記ブラシレスモータに接

続され、直流電圧を交流電圧に変換して前記ブラシレスモータに印加する、スイッチング素子とダイオードとで構成されたインバータ、前記ブラシレスモータの三相の巻線のうちの少なくとも二相の巻線の電流を検出する電流検出器、及び前記インバータに接続され前記インバータを制御する制御器を有するブラシレスモータの駆動装置において、前記制御器は、印加電圧指令値と位相指令値とから三相の正弦波電圧指令値を生成し、前記三相の正弦波電圧指令値から前記インバータを駆動するPWM指令値を生成するPWM変換部、前記PWM指令値に基づいて前記インバータを駆動し、前記ブラシレスモータに流れる電流を検出する前記電流検出器の出力と前記位相指令値とから、前記印加電圧指令値と同位相成分の電流、及び90度直交する成分の電流とを生成する三相二相変換部、前記同位相成分の電流、前記90度直交する成分の電流、前記印加電圧指令値及び前記ブラシレスモータのインピーダンスから、印加電圧と誘起電圧との位相差を演算し、前記位相差の目標値と前記位相差との位相誤差を生成する位相誤差演算部、回転数指令値から印加電圧基準値を生成するV/F変換部、前記回転数指令値から前記位相指令値を次の制御周期に用いるように更新する位相指令部、及び前記位相誤差から位相補償電圧を生成し、前記印加電圧基準値と前記位相補償電圧から、前記印加電圧指令値を次の制御周期に用いるように更新する電圧指令部を備えることを特徴とする。

本発明によれば、検出した相電流を三相二相変換し、印加電圧と電流値とから印加電圧と誘起電圧との位相差を計算する。計算した位相差と目標位相との誤差から印加電圧への補償電圧を生成し、回転数指令値をV/F変換して計算された印加電圧基準値に補償電圧をフィードバックしてモータへの印加電圧指令値とする。

本発明が第1の従来技術と異なる点は、印加電圧と電流との位相差を検出するのではなく、印加電圧と誘起電圧との位相差を検出する点である。また、第2の従来技術と異なる点は、三相二相変換に用いる軸として、推定したd-q軸ではなく、モータの印加電圧の方向を示す軸とそれに直交する方向の軸を用いる点である。また、ブラシレスモータのパラメータとしてインピーダンスのみを使用している点、ならびに、d-q軸すなわちロータ位相を推定するのではなく、印加

電圧と誘起電圧との位相差を検出している点も第2の従来技術と異なる。

【 0 0 0 9 】

前記位相誤差演算部は、前記位相誤差の生成に加えて、前回の制御周期における位相誤差と、前回の制御周期における推定位相基準値とを記憶しており、今回の制御周期における位相誤差と、今回の制御周期における推定位相基準値、及び制御周期とから前記ブラシレスモータの推定回転数を演算して、前記回転数指令値と前記推定回転数との回転数誤差を生成する。

前記電圧指令部は、前記回転数誤差から速度補償電圧を演算し、前記印加電圧基準値、前記位相補償電圧及び前記速度補償電圧から前記印加電圧指令値を次の制御周期に用いるように更新することを特徴とする。

前記位相誤差演算部は、さらに前記位相誤差の生成に加えて、モータの全電流を演算し、前記全電流から前記ブラシレスモータのロータ軸方向と印加電圧方向との位相差を演算し、前回の制御周期における前記位相差、今回の制御周期における位相差及び前記制御周期から回転数誤差を生成することを特徴とする。

前記位相誤差演算部は、さらに前記位相誤差の生成に加えて、モータ全電流を演算し、前回の制御周期における前記全電流と今回の制御周期における全電流との誤差の比例値を回転数誤差とすることを特徴とする。

ブラシレスモータの回転数を推定し、推定した回転数と目標回転数との誤差を印加電圧指令値にフィードバックする速度補償をする。これによって速度変化を小さくできる。回転数誤差は、印加電圧と誘起電圧との位相差を用いて制御周期毎の変化量、全電流の値から求めたロータ軸と印加電圧との位相差、または全電流の制御周期毎の誤差から求める。

【 0 0 1 0 】

前記位相誤差演算部は、前記位相誤差と前記回転数誤差の生成に加えて、前回の制御周期における前記回転数誤差、今回の制御周期における回転数誤差及び制御周期から加速度誤差を生成し、前記電圧指令部は、前記加速度誤差から加速度補償電圧を演算し、前記印加電圧基準値、前記位相補償電圧、前記速度補償電圧及び前記加速度補償電圧から前記印加電圧指令値を次の制御周期に用いるように更新することを特徴とする。ブラシレスモータの加速度を推定し、加速度変動分

を印加電圧指令値にフィードバックして加速度補償をする。これによって加速度変化を小さくできる。

【0011】

前記位相指令部は、前記回転数指令値と前記位相誤差とから前記位相指令値を次の制御周期に用いるように更新することを特徴とする。位相誤差を位相指令値にフィードバックして位相補償をする。これによって、負荷が急変して位相が大幅にずれた場合でも位相補償ができ、より安定なモータ駆動ができる。

【0012】

前記電圧指令部は、前記位相誤差から前記位相補償電圧をP I制御にて演算し、前記P I制御のPゲインとIゲインとを前記回転数指令値に応じて変えることを特徴とする。位相補償電圧を決めるP I制御の制御ゲインを回転数指令値の関数とするので、回転数に応じて制御ゲインを最適化でき、より安定なモータ駆動ができる。

【0013】

前記電圧指令部は、前記位相誤差から前記位相補償電圧をP I制御にて演算し、前記P I制御のPゲインとIゲインとを前記電流に応じて変えることを特徴とする。位相補償電圧を決めるP I制御の制御ゲインをa軸電流 I_a の関数とする。a軸電流 I_a はモータ負荷にほぼ比例することからモータ負荷に応じて制御ゲインを最適化できるので、より安定なモータ駆動ができる。

【0014】

前記電圧指令部は、前記回転数誤差から前記速度補償電圧をP I制御にて演算し、前記P I制御のPゲインとIゲインとを前記回転数指令値に応じて変えることを特徴とする。速度補償電圧を決めるP I制御の制御ゲインを回転数指令値の関数とする。これによって、回転数に応じて制御ゲインを最適化できるので、より安定なモータ駆動ができる。

【0015】

前記電圧指令部は、前記回転数誤差から前記速度補償電圧をP I制御にて演算し、前記P I制御のPゲインとIゲインとを前記電流に応じて変えることを特徴とする。速度補償電圧を決めるP I制御の制御ゲインをa軸電流 I_a の関数とす

る。a 軸電流 I_a はモータ負荷にほぼ比例することからモータ負荷に応じて制御ゲインを最適化できるので、より安定なモータ駆動ができる。

【0016】

前記電圧指令部は、前記加速度誤差から前記加速度補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記回転数指令値に応じて変えることを特徴とする。加速度補償電圧を決める P I 制御の制御ゲインを回転数指令値の関数とする。これによって、回転数に応じて制御ゲインを最適化できるので、より安定なモータ駆動ができる。

【0017】

前記電圧指令部は、前記加速度誤差から前記加速度補償電圧を P I 制御にて演算し、前記 P I 制御の P ゲインと I ゲインとを前記電流に応じて変えることを特徴とする。加速度補償電圧を決める P I 制御の制御ゲインを a 軸電流 I_a の関数とする。a 軸電流 I_a はモータ負荷にほぼ比例することからモータ負荷に応じて制御ゲインを最適化できるので、より安定なモータ駆動ができる。

前記位相指令部 16 は前記回転数指令値 ω^* を制御周期で除した値に前記位相誤差 $\Delta\phi$ を P 制御したものを加えて次の制御周期に用いる位相指令値 θ を生成し、前記 P 制御の P ゲインを前記回転数指令値 ω^* に応じて変えることを特徴とする。

前記位相指令部 16 は前記回転数指令値 ω^* を制御周期で除した値に前記位相誤差 $\Delta\phi$ を P 制御したものを加えて次の制御周期に用いる位相指令値 θ を生成し、前記 P 制御の P ゲインを前記電流 I_a に応じて変えることを特徴とする。

【0018】

本発明の他の観点のブラシレスモータの駆動装置は、三相の巻線を有するステータおよび永久磁石を有するロータを備えるブラシレスモータ、前記ブラシレスモータに接続され、直流電圧を交流電圧に変換して前記ブラシレスモータを駆動するスイッチング素子とダイオードとで構成されたインバータ、前記ブラシレスモータの三相の巻線のうちの少なくとも二相の巻線の電流を検出する電流検出器、及び前記インバータに接続され前記インバータを制御する制御器を有するブラシレスモータの駆動装置において、前記制御器は、a 軸上の印加電圧指令値、お

よび前記 a 軸に直交する r 軸上の印加電圧指令値と位相指令値とから、二相三相変換を行って三相正弦波電圧指令値を生成し、前記三相正弦波電圧指令値から前記インバータを駆動する PWM 指令値を生成する PWM 変換部、前記 PWM 指令値に基づいて前記インバータを駆動し、前記ブラシレスモータに流れる電流を検出する前記電流検出器の出力と前記位相指令値とから、前記 a 軸上の電流と前記 r 軸上の電流とを生成する三相二相変換部、前記 a 軸上の電流、前記 r 軸上の電流、前記 a 軸上の印加電圧指令値及び前記ブラシレスモータのインピーダンスから印加電圧と誘起電圧との位相差を演算して、前記位相差の目標値と前記との位相誤差を生成し、前回の制御周期における位相誤差、前回の制御周期における位相指令値、今回の制御周期における位相誤差、及び今回の制御周期における位相指令値と制御周期から前記ブラシレスモータの推定回転数を演算し、回転数指令値と前記推定回転数との回転数誤差を生成する位相誤差演算部、回転数指令値と前記位相誤差とから前記位相指令値を次の制御周期に用いるように更新する位相指令部、及び前記回転数誤差を P I 制御して次の制御周期に用いる a 軸上の電流指令値を生成し、電流指令値を前記 a 軸上の電流との誤差を P I 制御して次の制御周期に用いる前記 a 軸上の印加電圧指令値を生成し、前記 a 軸上の印加電圧指令値、前記 a 軸上の電流指令値及び前記位相差の目標値から次の制御周期に用いる r 軸上の電流指令値を生成し、前記 r 軸上の電流指令値と前記 r 軸上の電流との誤差を P I 制御して次の制御周期に用いる前記 r 軸上の電圧指令値を生成する電圧指令部を備えたことを特徴とする。

本発明によれば、位相誤差と速度誤差とから電流マイナーループを用いて駆動する。これにより、電流の波形の精度をより高くすることができるのでより高い効率で駆動できる。

【 0 0 1 9 】

前記位相誤差演算部は、前記回転数指令値が所定値以下の場合は、前記電流を 0 として前記位相誤差を演算することを特徴とする。すなわち、回転数が所定回転数以下の場合は電流を 0 として位相差を演算する。ブラシレスモータをエアコンのコンプレッサ等に適用する場合、起動時は無負荷に近い状態である。無負荷時はモータのトルク発生に寄与する電流が小さいので電流を 0 とすることで計算

を簡単にすることができる。

【0020】

前記位相誤差演算部は、前記目標値を前記回転数指令値に応じて変えることを特徴とする。すなわち、位相差目標値を回転数によって変える。モータ効率を最大にする位相差は回転数で変わるため、あらかじめ最適な位相差を回転数の関数として与えることで、どの回転数であっても常に最適な状態でモータを駆動することができる。

【0021】

前記位相誤差演算部は、前記目標値を前記電流に応じて変えることを特徴とする。モータ効率を最大にする位相差は負荷トルクで変わるため、あらかじめ最適な位相差を負荷トルクの関数として与える。a軸電流は負荷トルクの大きさにほぼ比例するので、a軸電流に応じて位相差目標値を変えれば、負荷が変動しても常に最適な状態でモータを駆動することができる。

【0022】

前記制御器は、前記モータの電流が過電流か否かを判定し、かつ電圧飽和か否かを判定して、過電流時には前記回転数指令値を調整し、前記電圧飽和時には前記位相差目標値と前記回転数指令値とを調整する。過電流時や電圧飽和時における弱め界磁制御を行う場合、回転数指令値と位相差目標値を変更する。

【0023】

【発明の実施の形態】

以下、本発明のブラシレスモータの駆動装置の好適な実施例について、図1から図13を用いて説明する。

【0024】

《第1実施例》

本発明の第1実施例を図1を用いて説明する。直流電源20の直流出力はインバータ2及び電流検出器3を経てモータ1に供給される。電流検出器3の検出値は制御器4の三相二相変換器12に入力される。三相二相変換器12のもう1つの入力端には位相指令器16の出力が入力される。三相二相変換器12の出力は位相誤差演算器13に入力される。位相誤差演算器13の他の2つの入力端には

、それぞれ位相差指令器 1 6 と電圧指令器 1 7 の出力が入力される。位相指令器 1 6 の出力及び電圧指令器 1 7 の出力は P W M 変換器 1 1 にも入力される。

位相誤差演算器 1 3 の出力は加算器 1 3 A で位相差の目標値 ϕ^* と加算され電圧指令器 1 7 へ印加される。電圧指令器 1 7 の他の入力端には V / F 変換器 1 5 の出力が入力されている。回転数指令値 ω^* は、V / F 変換器 1 5 及び位相指令器 1 6 に入力される。P W M 変換器 1 1 の出力はインバータ 2 に印加される。

【 0 0 2 5 】

次に、制御器 4 の動作について説明する。ブラシレスモータ 1 の回転数を決める回転数指令値 ω^* が設定されると、V / F 変換器 1 5 はブラシレスモータ 1 の回転数とそれに必要な印加電圧との関係を示した関数を記憶しており、その関数により回転数指令値 ω^* から印加電圧基準値 V_0 を生成する。位相指令器 1 6 はあらかじめ決められた制御周期 T を記憶しており、回転数指令値 ω^* と制御周期 T とから、1 回の制御周期でブラシレスモータ 1 が回転する位相量を計算し、ブラシレスモータ 1 の位相指令値 θ を出力する。

【 0 0 2 6 】

電流検出器 3 はブラシレスモータ 1 の三相の電流のうち少なくとも二相の電流を検出する。三相二相変換器 1 2 は電流検出器 3 で検出された電流と位相指令値 θ とから、印加電圧指令値 V_a と同位相成分の電流 I_a と、90 度直交する成分の電流 I_r とを生成する。

位相誤差演算器 1 3 は、モータ電流を検出する時に指令していた印加電圧指令値 V_a と、モータ電流の検出結果を変換した電流 I_a と電流 I_r から、印加電圧と誘起電圧との位相差 ϕ^{\wedge} を演算し、位相差の目標値 ϕ^* と検出された位相差 ϕ^{\wedge} とから位相誤差 $\Delta \phi$ を生成する。

【 0 0 2 7 】

印加電圧と誘起電圧との位相差 ϕ^{\wedge} を演算する方法を図 6 の (a)、図 6 の (b)、図 6 の (c) を用いて説明する。これらの図において、直交座標系 $a - r$ 軸の a 軸を印加電圧指令値 V_a と同位相に、 r 軸を印加電圧指令値 V_a と直交する方向にとる。ブラシレスモータは回転中に電機子の反作用による誘起電圧 e を発生する。モータに印加電圧指令値 V_a を印加した際、誘起電圧が e であれば、

モータ電流 I にモータのインピーダンス Z を乗じたベクトル量は、印加電圧 V_a と誘起電圧 e とのベクトル量としての差となる。図 6 の (a) は印加電圧と誘起電圧 e との位相差 ϕ^{\wedge} が $-\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲の時の、印加電圧 V_a と誘起電圧 e と電流 I との関係を示したベクトル図であり、図 6 の (b) は位相差 ϕ^{\wedge} が $-\pi \sim -\pi/2$ の時のベクトル図であり、図 6 の (c) は位相差 ϕ^{\wedge} が $\pi/2 \sim \pi$ の範囲のときのベクトル図である。図 6 の (a) の場合は、誘起電圧 e の a 軸方向成分 ($V_a - Z \cdot I_a$) は正となり、図 6 の (b) の場合は誘起電圧 e の a 軸方向成分 ($V_a - Z \cdot I_a$) は負で、かつ、電流 I_r は正となる。図 6 の (c) の場合は誘起電圧 e の a 軸方向成分 ($V_a - Z \cdot I_a$) は負で、かつ、電流 I_r は負となる。したがって、位相差 ϕ^{\wedge} は誘起電圧 e の a 軸方向成分 ($V_a - Z \cdot I_a$) の正負や電圧 ($Z \cdot I_r$) の正負によって場合分けをした式 (1) によって計算することができる。なお、図 6 の (a)、図 6 の (b)、図 6 の (c) では、位相差 ϕ^{\wedge} の符号として印加電圧に対して誘起電圧が進んでいる場合を正としたが、位相差 ϕ^{\wedge} の符号の定義を負にし、それに対応する下記の式 (1) を作成して位相差 ϕ^{\wedge} を演算してもよいことはいうまでもない。

【0028】

【数 1】

$$\left. \begin{aligned} \phi^{\wedge} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{-Z \cdot I_r}{V_a - Z \cdot I_a} \right\} && (V_a - Z \cdot I_a > 0) \\ \phi^{\wedge} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{V_a - Z \cdot I_a}{Z \cdot I_r} \right\} - \frac{\pi}{2} && (V_a - Z \cdot I_a < 0, \text{ かつ } I_r > 0) \\ \phi^{\wedge} &= \tan^{-1} \left\{ \frac{V_a - Z \cdot I_a}{Z \cdot I_r} \right\} + \frac{\pi}{2} && (V_a - Z \cdot I_a < 0, \text{ かつ } I_r < 0) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

【0029】

電圧指令器 17 は、位相誤差演算器 13 と加算器 13A から生成した位相誤差 $\Delta\phi$ から次の制御周期における補償電圧 V_ϕ を生成し、補償電圧 V_ϕ と印加電圧基準値 V_o との和を次の制御周期における印加電圧指令値 V_a とする。PWM 変換器 11 は、印加電圧指令値 V_a と次の制御周期における位相指令値 θ の二相三相変換を行って、モータの三相コイルへの印加電圧を生成するインバータ 2 を駆

動するためのPWM信号を生成する。インバータ2はPWM変換器11からの信号でスイッチング素子をPWM動作させてブラシレスモータ1の三相のコイルへ所望の電圧を印加する。

【0030】

以上の一連の動作をあらかじめ決められた制御周期毎に行うことによって、ブラシレスモータ1の回転が継続する。なお、制御周期は一般的にはインバータ2のキャリア周期であるが、キャリア周期の $1/n$ 倍（ n は1以上の整数）としてもよいことはいうまでもない。

【0031】

《第2実施例》

本発明の第2実施例を図2を用いて説明する。図2の制御器4aは図1の制御器4の位相誤差演算器13を位相誤差演算器13aに、電圧指令器17を電圧指令器17aにそれぞれ変えたものである。その他の構成は図1と同じである。

位相誤差演算器13aは前回の制御周期における位相差 ϕ^p と、前回の制御周期における位相指令値 θ_p とを記憶している。位相差 ϕ^p 、位相指令値 θ_p 、今回の制御周期での位相差 ϕ^* 、今回の制御周期での位相指令値 θ 及び制御周期 T から、推定回転数 ω^* を演算し、回転数指令値 ω^* と、推定回転数 ω^* との回転数誤差 $\Delta\omega$ を計算する。電圧指令器17aでは、第1実施例で説明した電圧指令器17の動作に加えて、回転数誤差 $\Delta\omega$ から次の制御周期における速度補償電圧 V_ω を生成する。そして速度補償電圧 V_ω 、位相補償電圧 V_ϕ 及び印加電圧基準値 V_o の和から印加電圧指令値 V_a を生成する。

【0032】

推定回転数 ω^* の演算方法を図7を用いて説明する。図7の直線(1)は位相指令器16によって生成される位相指令値 θ の時間変化を表している。この位相指令値 θ は回転数指令値 ω^* と制御周期 T とで決定される。曲線(2)は誘起電圧推定位相の時間変化の例を表しており、時刻 t_1 における位相指令値は θ_p 、印加電圧と誘起電圧との位相差は ϕ^p である。同様に、時刻 t_2 における位相指令値は θ 、誘起電圧との位相差は ϕ^* である。これらの値から、時刻 t_1 から t_2 までの間に誘起電圧の位相は $\Delta\theta_e = (\theta + \phi^*) - (\theta_p + \phi^p)$ だけ変化したこ

とになる。誘起電圧の推定回転数 ω^{\wedge} は位相を制御周期 T で除算して得られる。制御周期がキャリア周期程度の短い時間の場合、誘起電圧の推定回転数とモータのロータ回転数は同じであるので、推定回転数 ω^{\wedge} は式(2)で得られる。

【0033】

【数2】

$$\omega^{\wedge} = \frac{1}{T} \{ (\theta + \phi^{\wedge}) - (\theta_p + \phi^{\wedge}_p) \} \quad (2)$$

【0034】

《第3実施例》

本発明の第3実施例を図8のベクトル図を用いて説明する。図において、ブラシレスモータのロータ内部にある磁石が作る主磁束の方向を d 軸、その90度進んだ方向を q 軸とする一般的な $d-q$ 軸の座標を定義する。ロータが回転すると、ロータ内の永久磁石によって発生する速度起電力の位相は q 軸方向となり、その大きさは、主磁束を ψ 、回転数を ω とすると、 $\omega\psi$ となる。 d 軸方向のインダクタンス成分を L_d 、 q 軸方向のインダクタンス成分を L_q とし、 d 軸方向の電流を I_d 、 q 軸方向の電流を I_q とすると、電機子の反作用を含めた誘起電圧 e は q 軸から位相差 κ だけ進んだ方向となる。誘起電圧 e と q 軸との位相差 κ は式(3)によって計算できる。ここで、印加電圧 V_a が誘起電圧 e と同じ方向とすると、流れる電流 I は誘起電圧 e と同じ方向となる、位相差 κ は電流と q 軸との位相差でもあることから、電流 I_d 、 I_q と電流 I との間にそれぞれ式(4)に示す関係が成り立つ。式(3)と式(4)から式(5)の関係を導出することができるので、電流 I を求めれば、印加電圧と q 軸との位相差 κ を計算することができる。一方、電流 I は図6の関係から、式(6)によって求めることができるので、印加電圧 V_a と q 軸との位相差 κ を式(5)から知ることができる。したがって、この演算を制御周期毎に行うとき、位相差 κ の大きさの変化量が回転数誤差 $\Delta\omega$ となる。そこで前回の位相差を κ_p 、今回の位相差を κ 、制御周期を T とすると、式(7)により回転数誤差 $\Delta\omega$ を計算することができる。

【0035】

【数 3】

$$\tan \kappa = \frac{\omega L_q I_q}{\omega \psi - \omega L_d I_d} = \frac{L_q I_q}{\psi - L_d I_d} \quad (3)$$

【 0 0 3 6】

【数 4】

$$\begin{aligned} I_d &= I_1 \sin \kappa \\ I_q &= I_1 \cos \kappa \end{aligned} \quad (4)$$

【 0 0 3 7】

【数 5】

$$\kappa = \sin^{-1} \left\{ \frac{-\psi}{2(L_q - L_d)I_1} + \sqrt{\left(\frac{\psi}{2(L_q - L_d)I_1} \right)^2 + \frac{L_q}{L_q - L_d}} \right\} \quad (5)$$

【 0 0 3 8】

【数 6】

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_r^2} \quad (6)$$

【 0 0 3 9】

【数 7】

$$\Delta \omega = \frac{\kappa - \kappa_p}{T} \quad (7)$$

【 0 0 4 0】

《第 4 実施例》

本発明の第 4 実施例を図 9 を用いて説明する。前記の第 3 実施例では、印加電圧 V_a と誘起電圧 e とのそれぞれの位相が同方向と仮定した場合において、印加

電圧 V_a と q 軸との位相差 κ を求めて回転数誤差を計算する方法を示した。第 4 実施例では印加電圧 V_a と誘起電圧 e との位相が互いに異なる方向の場合について説明する。

【0041】

q 軸と電流 I との位相差を β 、誘起電圧 e と印加電圧 V_a との位相差を ϕ 、印加電圧 V_a と電流 I との位相差を η とすると式 (8) が成り立つ。また、誘起電圧 e の大きさは速度起電力と、 d 軸 q 軸の電機子の反作用の関係から式 (9) で求められる。一方、誘起電圧 e は印加電圧 V_a と電流 I との関係から、式 (10) によっても求められる。したがって、式 (8)、(9) 及び (10) から式 (11) の関係が導出でき、印加電圧 V_a と q 軸との位相差 κ を求めることができる。回転数誤差 $\Delta\omega$ の計算は第 3 実施例の場合と同様である。

【0042】

【数 8】

$$\left. \begin{aligned} I_d &= I \sin \beta \\ I_q &= I \cos \beta \\ I_r &= I \sin \eta \\ I_a &= I \cos \eta \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

【0043】

【数 9】

$$e = \sqrt{\{\omega\psi - \omega L_d I_d\}^2 + (\omega L_q I_q)^2} \quad (9)$$

【0044】

【数 10】

$$e = \sqrt{(V_a - Z I_a)^2 + (Z I_r)^2} \quad (10)$$

【0045】

【数 1 1】

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \sin^{-1} \left\{ \sqrt{\frac{L_q^2}{L_q^2 - L_d^2} + \frac{L_q^2 \psi^2}{(L_q^2 - L_d^2)^2} \frac{1}{I^2} - \frac{(V_a - ZI_a)^2 + (ZI_r)^2}{(L_q^2 - L_d^2) \omega^2 I^2} - \frac{L_d \psi}{L_q^2 - L_d^2} \frac{1}{I}} \right\} \\ \eta &= \tan^{-1} \left(\frac{I_r}{I_a} \right) \\ \kappa &= \beta - \eta \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

【0 0 4 6】

《第 5 実施例》

本発明の第 5 実施例を図 10 を用いて説明する。前記の第 3 実施例ならびに第 4 実施例で示した位相差 κ と電流 I との関係は、例えば図 10 のように、電流 I が大きくなるにつれて位相差 κ も大きくなるという単調増加の関数で表される。第 5 実施例は、制御周期 T が短いとき、回転数誤差 $\Delta \omega$ の計算を簡略化することを目的とする。制御周期 T が短い時は電流 I の変化は微小であり、計算結果として得られた位相差 κ の変化も微小となる。そこで電流 I の変化に所定の定数を乗算した値を回転数誤差 $\Delta \omega$ の近似値とすることができる。すなわち式 (12) に示すように所定の比例定数 K を用いて回転数誤差 $\Delta \omega$ を計算することができる。

【0 0 4 7】

【数 1 2】

$$\Delta \omega = K \frac{I - I_p}{T} \quad (12)$$

【0 0 4 8】

なお、図 10 のように、電流 I の大きさが小さい範囲では κ の変化量が大きく、電流 I の大きさが大きい範囲では κ の変化量が小さいので、電流 I の大きさに応じて比例定数 K を変えてもよい。

【0 0 4 9】

《第 6 実施例》

本発明の第 6 実施例を図 3 を用いて説明する。図 3 の制御器 4 b は、図 2 の制御器 4 a の位相誤差演算器 13 a を位相誤差演算器 13 b に、電圧指令器 17 a

を電圧指令器 1 7 b にそれぞれ変えたものである。その他の構成は図 2 と同じである。

位相誤差演算器 1 3 b は前回の制御周期における回転数誤差 $\Delta \omega_p$ を記憶しており、今回の制御周期における回転数誤差 $\Delta \omega$ と制御周期 T とから、加速度変動 $\Delta \alpha$ を計算する。電圧指令器 1 7 b は加速度変動 $\Delta \alpha$ から次の制御周期における加速度補償電圧 V_α を生成する。そして位相補償電圧 V_ϕ 、速度補償電圧 V_ω 、加速度補償電圧 V_α 及び印加電圧基準値 V_o の和から印加電圧指令値 V_a を生成する。

【 0 0 5 0 】

《第 7 実施例》

本発明の第 7 実施例を図 4 を用いて説明する。図 4 の制御器 4 c は、図 3 の制御器 4 b の位相指令器 1 6 を位相指令器 1 6 a に変更したものである。その他の構成は図 3 と同じである。

位相指令器 1 6 a は、位相指令器 1 6 の機能に加えて位相誤差 $\Delta \phi$ を P 制御して補償位相 θ_ϕ を作成し、補償位相 θ_ϕ を加えた位相指令 θ を次の制御周期における位相指令値 θ とする機能を有する。

【 0 0 5 1 】

《第 8 実施例》

本発明の第 8 実施例を図 5 を用いて説明する。図 5 において、ブラシレスモータ 1、インバータ 2 及び電流検出器 3 の構成は図 4 と同じである。制御器 4 d の、図 4 の制御器 4 c と異なる構成要素について以下に説明する。三相二相変換器 1 2 a は、2 つの出力端からそれぞれ電流 I_a 、 I_r を出力し、電流 I_a 、 I_r は位相誤差演算器 1 3 c と電圧指令器 1 7 c に印加されている。

電圧指令器 1 7 c には、さらに位相誤差演算器 1 3 c の出力の回転数誤差 $\Delta \omega$ と、位相差目標値 ϕ^* が入力されている。

制御器 4 d の動作について以下に説明する。位相指令器 1 6 a はあらかじめ決められた制御周期 T を記憶しており、回転数指令値 ω^* と制御周期 T とから、1 回の制御周期でブラシレスモータ 1 が回転する位相量を計算し、ブラシレスモータ 1 の推定位相基準値 θ_o を出力する。さらに、後述する位相誤差演算器 1 3 c

によって生成される位相誤差 $\Delta\phi$ をP制御して補償位相 $\theta\phi$ を作成し、推定位相基準値 θ_0 と補償位相 $\theta\phi$ とから次の制御周期における位相指令値 θ を作成する。

【0052】

電流検出器3はブラシレスモータ1の三相の巻線の電流のうち少なくとも二相の巻線の電流を検出する。三相二相変換器12aは電流検出器3で検出された電流と位相指令値 θ とから、印加電圧指令値 V_a と同位相成分の電流 I_a と、90度直交する成分の電流 I_r とを生成する。

位相誤差演算器13cはモータの電流を検出する時に指令値していた印加電圧指令値 V_a と、モータ電流の検出結果を変換した電流 I_a 、 I_r から、式(1)によって位相差 ϕ^{\wedge} を計算する。そして位相差の目標値 ϕ^* と検出された位相差 ϕ^{\wedge} とから位相誤差 $\Delta\phi$ を生成する。位相誤差演算器13cはさらに、位相差 ϕ^{\wedge} の前回制御周期値 ϕ^{\wedge}_p と、推定位相 θ の前回制御周期値 θ_p とを記憶しており、位相差 ϕ^{\wedge} の前回制御周期値 ϕ^{\wedge}_p 、推定位相 θ の前回制御周期値 θ_p 、位相差 ϕ^{\wedge} 、推定位相 θ 及び制御周期 T から、式(2)を用いて推定回転数 ω^{\wedge} を演算し、回転数指令値 ω^* と推定回転数 ω^{\wedge} との回転数誤差 $\Delta\omega$ を計算する。

【0053】

電圧指令器17cは、位相誤差演算器13aで生成した回転数誤差 $\Delta\omega$ をPI制御して、次の制御周期におけるa軸上の電流指令値 I_a^* を生成する。そして、電流指令値 I_a^* と検出した電流 I_a との誤差をPI制御して次の制御周期におけるa軸上の印加電圧指令値 V_a を生成する。さらに、式(13)に基づいて、印加電圧指令値 V_a 、電流指令値 I_a^* 及び目標値 ϕ^* から、次の制御周期におけるr軸上の電流指令値 I_r^* を生成し、電流 I_r との誤差をPI制御して次の制御周期におけるr軸上の印加電圧指令値 V_r を生成する。式(13)は式(1)を変形すれば導出できる。PWM変換器11aは、印加電圧指令値 V_a 、印加電圧指令値 V_r と及び次の推定位相 θ から、二相三相変換を行ってモータの三相への印加電圧を生成し、インバータ2を駆動するためのPWM信号を生成する。インバータ2はPWM変換器11aからの信号でスイッチング素子をPWM動作させてブラシレスモータ1の三相の巻線へ所望の電圧を印加する。

【0054】

【数13】

$$I_r^* = -(V_a - Z \cdot I_a^*) / Z \cdot \tan(\phi^*) \quad (13)$$

【0055】

《第9実施例》

本発明の第9実施例では、例えば図1において、三相二相変換器12に回転数指令値 ω^* と、所定の回転数 ω_0 とを入力する。回転数指令値 ω^* が回転数 ω_0 より小さい場合は、モータ電流を三相二相変換した結果として得られたa軸電流 I_a とr軸電流 I_r のうち、a軸電流を0にして位相誤差演算器13に出力する。回転数指令値 ω^* が回転数 ω_0 より大きい場合は、三相二相変換して得られた結果をそのまま位相誤差演算器13に出力すればよい。

【0056】

《第10実施例》

本発明の第10実施例を図1、図2及び図11を用いて説明する。図1又は図2の位相誤差演算器13あるいは位相誤差演算器13aは、回転数指令値 ω^* を入力とし、印加電圧と誘起電圧との位相差 ϕ^{\wedge} の目標値である ϕ^* を回転数指令値 ω^* で変更するものである。位相差目標値 ϕ^* を一定の回転数のもとで変更した実験結果の例を図11に示す。図11の横軸は位相差目標値 ϕ^* 、縦軸はモータ効率である。図11の3つの曲線 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 はそれぞれ所定の回転数のもとで位相差目標値 ϕ^* を変えたときの効率を表している。曲線 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 の位相差目標値 ϕ^* の大小関係は $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ の関係にある。各回転数の最高効率となる位相差目標値 ϕ^* を結ぶと曲線 L_η が得られる。回転数によって位相差目標値 ϕ^* が異なることから、曲線 L_η は回転数の関数となる。回転数によって、最高効率となる位相差 ϕ^* が異なることは一般に実験結果から既知である。図11に示す結果からは位相差目標値 ϕ^* は正の方が効率が高い（誘起電圧が印加電圧よりも進んでいる方が効率が高い）ことがわかる。そのような実験結果から、高いモータ効率を得るための制御動作は回転数指令値 ω^* と位相差目標

値 ϕ^* との関数や、両者の関係を記述したテーブルなどを用いて実施すればよい。

【0057】

《第11実施例》

本発明の第11実施例を図12及び図13を用いて説明する。図12は目標回転数 ω が回転数指令値 ω^* よりも大きい時、すなわち加速時において過電流と電圧飽和状態の検出、ならびに回転数指令値 ω^* と位相差目標値 ϕ^* との変更動作を示すフローチャートである。図13は目標回転数 ω が回転数指令値 ω^* よりも小さいか等しい時、すなわち減速時か定速時において過電流と電圧飽和状態の検出、ならびに回転数指令値 ω^* と位相差目標値 ϕ^* との変更動作を示すフローチャートである。

【0058】

図12のステップ98で、目標回転数 ω が回転数指令値 ω^* よりも大きいかなかを判定する。判定結果がYesであれば、ステップ100～113で回転数指令値 ω^* と位相差目標 ϕ^* とを更新する。Noであれば図13のステップ99、114～122で回転数指令値 ω^* と位相差目標 ϕ^* とを更新する。

図12のステップ98において、 $\omega > \omega^*$ であれば、ステップ100に示すように、回転数指令値 ω^* は上昇中である。ステップ101で、過電流かなかを判定する（過電流判定ステップ）。過電流判定ステップ101では、三相モータの少なくとも2相の巻線の電流を I_u 、 I_v としたときのモータ全電流の二乗和（ $I_u * I_u + I_u * I_v + I_v * I_v$ ）を計算する。この二乗和とあらかじめ決めた所定値とを比較して、二乗和の方が大きければYes、そうでなければNoとする。なお、二乗和の計算に電流 I_a の二乗の値と電流 I_r の二乗の値の和（ $I_a * I_a + I_r * I_r$ ）を用いてもよい。負荷変動が比較的緩やかな場合は電流 I_u や電流 I_v のピーク電流と比較してもよい。過電流判定ステップ101の判定結果がYESならば過電流と判断し、過電流保護をセットし（ステップ102）、回転数指令値 ω^* を減少させて（ステップ103）ルーチンを終了する。

【0059】

過電流判定ステップ101の判定結果がNoならば過電流保護中かなかを判定

する（保護判定ステップ104）。保護判定ステップ104の判定結果がY e s ならばルーチンを終了する。保護判定ステップ104の判定結果がN o ならば、電圧飽和状態か否かを判定する（飽和判定ステップ105）。飽和判定ステップ105では、印加電圧指令値V a をあらかじめ決められた所定値V t と比較して、印加電圧指令値V a の方が大きければY e s、そうでなければN o とする。飽和判定ステップ105の判定結果がY e s ならば、位相差目標値 ϕ^* の値を増大し（ステップ106）、あらかじめ決められた位相値目標値 ϕ^* の最大値 ϕ_{max} との大小を判定する（ステップ107）。

【0060】

位相差目標値 ϕ^* が最大値 ϕ_{max} を超えている場合は位相差目標値 ϕ^* を最大値 ϕ_{max} とする（ステップ108）。飽和判定ステップ105の判定結果がN o ならば、回転数指令値 ω^* を増大し（ステップ109）、電圧飽和に余裕があるか否かを判定する（余裕判定ステップ110）。余裕判定ステップ110の判定では、印加電圧指令値V a をあらかじめ決められた所定値V y（ $V_y < V_t$ ）と比較し、印加電圧指令値V a が大きければY e s、そうでなければN o である。余裕判定ステップ110の判定結果がY e s ならば、位相差目標値 ϕ^* を減少させ（ステップ111）、位相差目標値 ϕ^* が所定値以下か否かを判定する（ステップ112）。位相差目標値 ϕ^* が所定値以下であれば位相差目標値 ϕ^* を所定値とする（ステップ113）。

【0061】

次に、図13においては、ステップ99に示すように回転数指令値 ω^* は下降中である。ステップ114において、過電流か否かを判定する（過電流判定ステップ）。過電流判定ステップ114では過電流判定ステップ101と同様の判定を行う。過電流判定ステップ114の判定がY e s ならば過電流と判断し、過電流保護をセットし（ステップ115）、回転数指令値 ω^* を減少させて（ステップ116）、ルーチンを終了する。過電流判定ステップ114の判定結果がN o ならば、過電流保護中か否かを判定する（保護判定ステップ117）。保護判定ステップ117の判定結果がY e s ならば、ルーチンを終了する。保護判定ステップ117の判定結果がN o ならば、電圧飽和中かどうかを判定する（飽和判定

ステップ 1 1 8)。

【 0 0 6 2 】

飽和判定ステップ 1 1 8 では、飽和判定ステップ 1 0 5 と同様の判定方法にて判定を行う。飽和判定ステップ 1 1 8 の判定結果が Y e s ならば、回転数指令値 ω^* の値を減少する (ステップ 1 1 9)。飽和判定ステップ 1 1 8 の判定結果が n a ならば、位相差目標値 ϕ^* を減少させる (ステップ 1 2 0)。ステップ 1 2 1 で位相差目標値 ϕ^* が所定値以下か否かを判定し、所定値以下であれば位相差目標値 ϕ^* を所定値とする (ステップ 1 2 2)。

【 0 0 6 3 】

このようにして回転数指令値 ω^* と位相差目標値 ϕ^* とを調整することにより、過電流によるモータの停止を防止でき、電圧飽和による回転数不足の場合に弱め界磁で対処することができる。

【 0 0 6 4 】

【発明の効果】

以上の各実施例で詳細に説明したように、本発明によれば次のような効果を得ることができる。

制御周期毎に印加電圧とモータの誘起電圧との位相差を検出できるので、従来では電気角 6 0 度毎にしか検出できなかった位相差が制御周期毎に検出可能となる。したがって、急激な負荷変動が発生しても、制御周期毎に位相差を検出してその位相差が所定値となるようフィードバック制御ができる。その結果不安定な動作や脱調現象が起きず、広範囲な運転領域で高効率で安定に駆動できるモータ駆動装置を提供することができる。また、モータモデルを用いないので、演算量の少ない制御アルゴリズムで制御でき、安価なモータ駆動装置を提供することができる。

さらに、速度補償を行うことにより、速度変動を小さくすることが望まれる用途にも適用できる。

さらに、加速度補償を行うことにより、加速度変動を小さくすることが望まれる用途にも適用できる。

さらに、推定位相補償を行っているので、急激な負荷変動が発生する用途にも

適用できる。

さらに、モータの回転数あるいは負荷によって制御器内部の各 P I 制御ゲインを変更できるので、モータ駆動装置の持つ機械共振が発生する負荷や回転数であっても制御性能を変更でき、安定したモータ駆動装置が得られる。

【 0 0 6 5 】

さらに、電流マイナーループ制御を行っているので、電流波形精度を高めることができ、モータ効率を高くすることができる。

さらに、起動時には印加電圧の位相の方向の電流を 0 にして位相差を計算できるので、起動時の計算が簡単になる。

さらに、モータの回転数あるいは負荷によって位相差目標値を変更できるので、モータ効率が最大となるように位相差目標値を設定しておけば、回転数及び負荷にかかわらず常にモータを最高効率で駆動することができる。

さらに、モータインピーダンスを巻線抵抗とするので、位相差を求める演算を簡単にすることができる。

さらに、過電流保護と弱め界磁制御を行えるので、モータの破損を防ぎ、より安定に駆動することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 実施例のブラシレスモータの駆動装置のブロック図。

【図 2】

本発明の第 2 実施例のブラシレスモータの駆動装置のブロック図。

【図 3】

本発明の第 6 実施例のブラシレスモータの駆動装置のブロック図。

【図 4】

本発明の第 7 実施例のブラシレスモータの駆動装置のブロック図。

【図 5】

本発明の第 8 実施例のブラシレスモータの駆動装置のブロック図。

【図 6】

(a)、(b)、(c) は第 1 実施例のブラシレスモータの駆動装置の動作説

明に用いる印加電圧と誘起電圧との位相差を示すベクトル図である。

【図 7】

本発明の第 2 実施例において、印加電圧と誘起電圧との位相差から推定回転数を導出する動作を示すグラフである。

【図 8】

本発明の第 3 実施例における印加電圧とロータ軸との関係を説明するベクトル図である。

【図 9】

本発明の第 4 実施例における印加電圧とロータ軸との関係を説明するベクトル図である。

【図 1 0】

本発明の第 5 実施例における印加電圧とロータ軸との位相差 κ と、電流 I との関係を示すグラフである。

【図 1 1】

本発明の第 1 0 実施例における位相差目標値とモータ効率との関係を示す実験結果のグラフである。

【図 1 2】

本発明の第 1 1 実施例において、回転数が不足している時の過電流あるいは電圧飽和時の回転数指令値と位相差目標値を設定する工程の各ステップを示すフローチャートである。

【図 1 3】

前記第 1 1 実施例において、回転数が超過している時の過電流あるいは電圧飽和時の回転数指令値と位相差目標値を設定する工程の各ステップを示すフローチャートである。

【図 1 4】

従来のブラシレスモータの駆動装置において、印加電圧と相電流との位相差を検出して正弦波駆動制御する駆動装置のブロック図である。

【図 1 5】

(a) 及び (b) は、従来のブラシレスモータの駆動装置において、印加電圧

と相電流との位相差を検出して正弦波駆動制御するときの検出方法を説明するための波形図である。

【図 1 6】

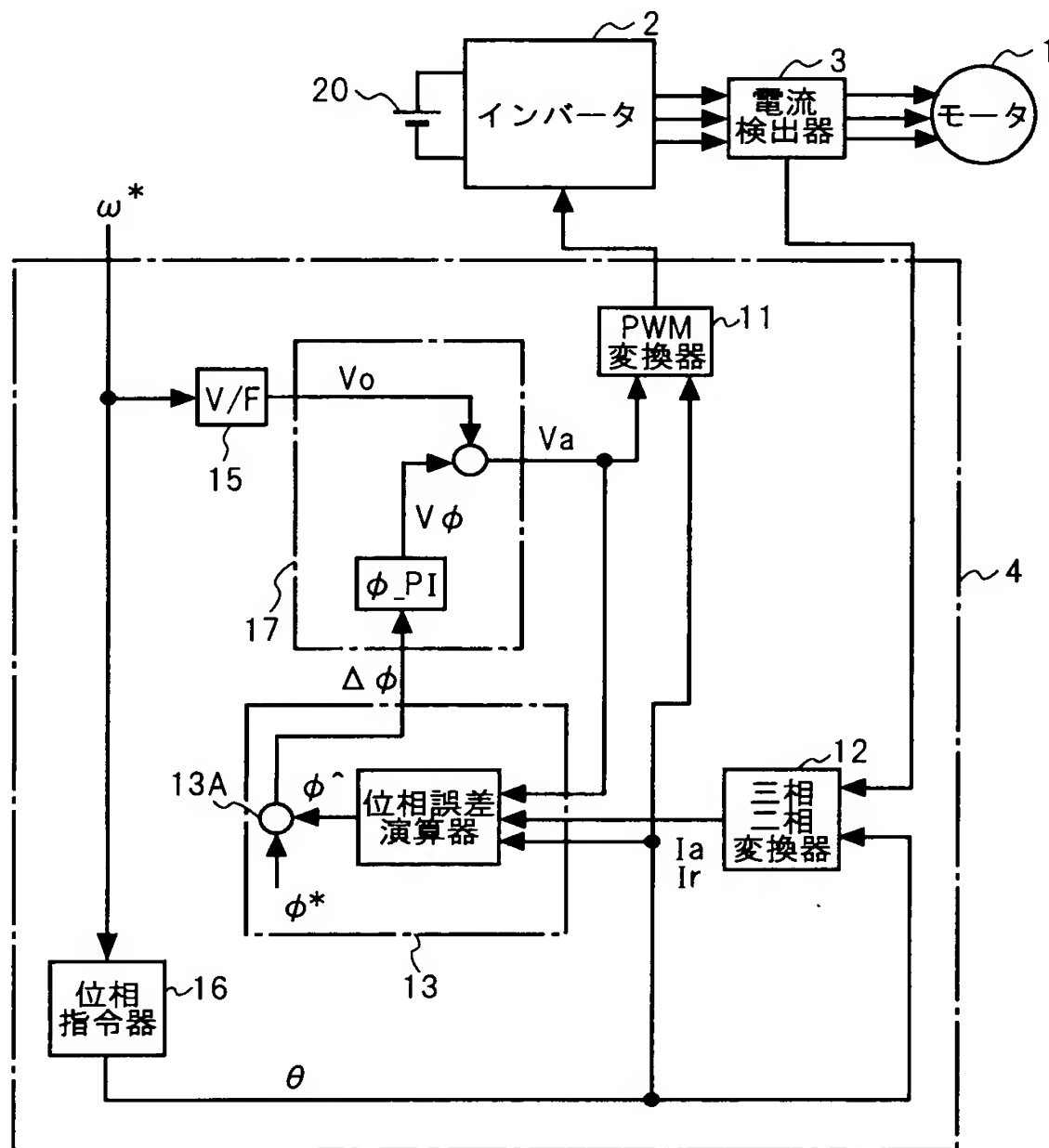
従来のブラシレスモータの駆動装置において、モータモデルを用いて正弦波駆動制御する駆動装置のブロック図である。

【符号の説明】

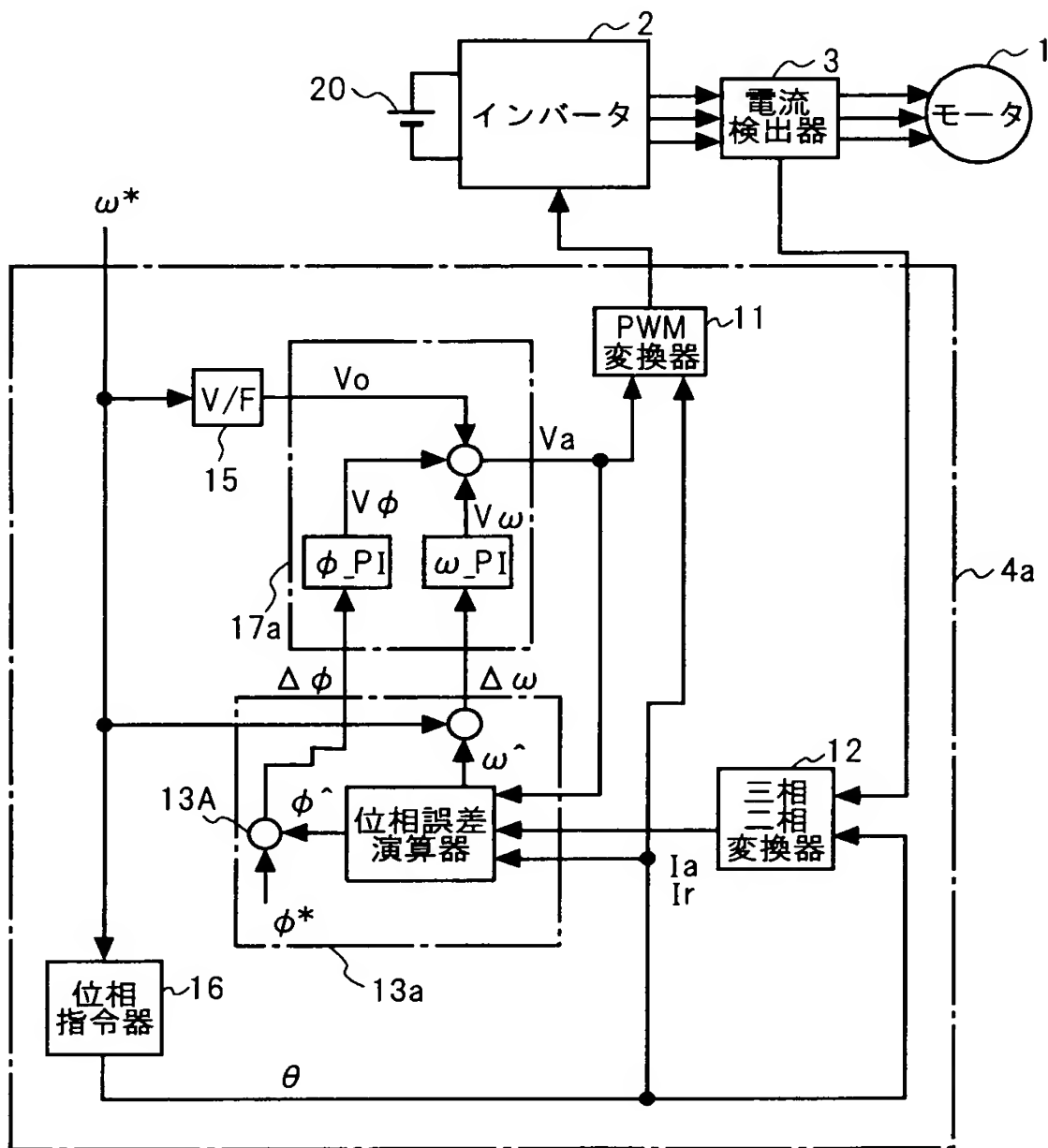
- 1 ブラシレスモータ
- 2 インバータ
- 3 電流検出器
- 4、4 a、4 b、4 c、4 d 制御器
- 1 1、1 1 a PWM変換部
- 1 2、1 2 a 三相二相変換部
- 1 3、1 3 a、1 3 b、1 3 c 位相誤差演算部
- 1 3 A 加算器
- 1 4 回転数設定部
- 1 5 V/F変換部
- 1 6、1 6 a 位相指令部
- 1 7、1 7 a、1 7 b 電圧指令部

【書類名】 図面

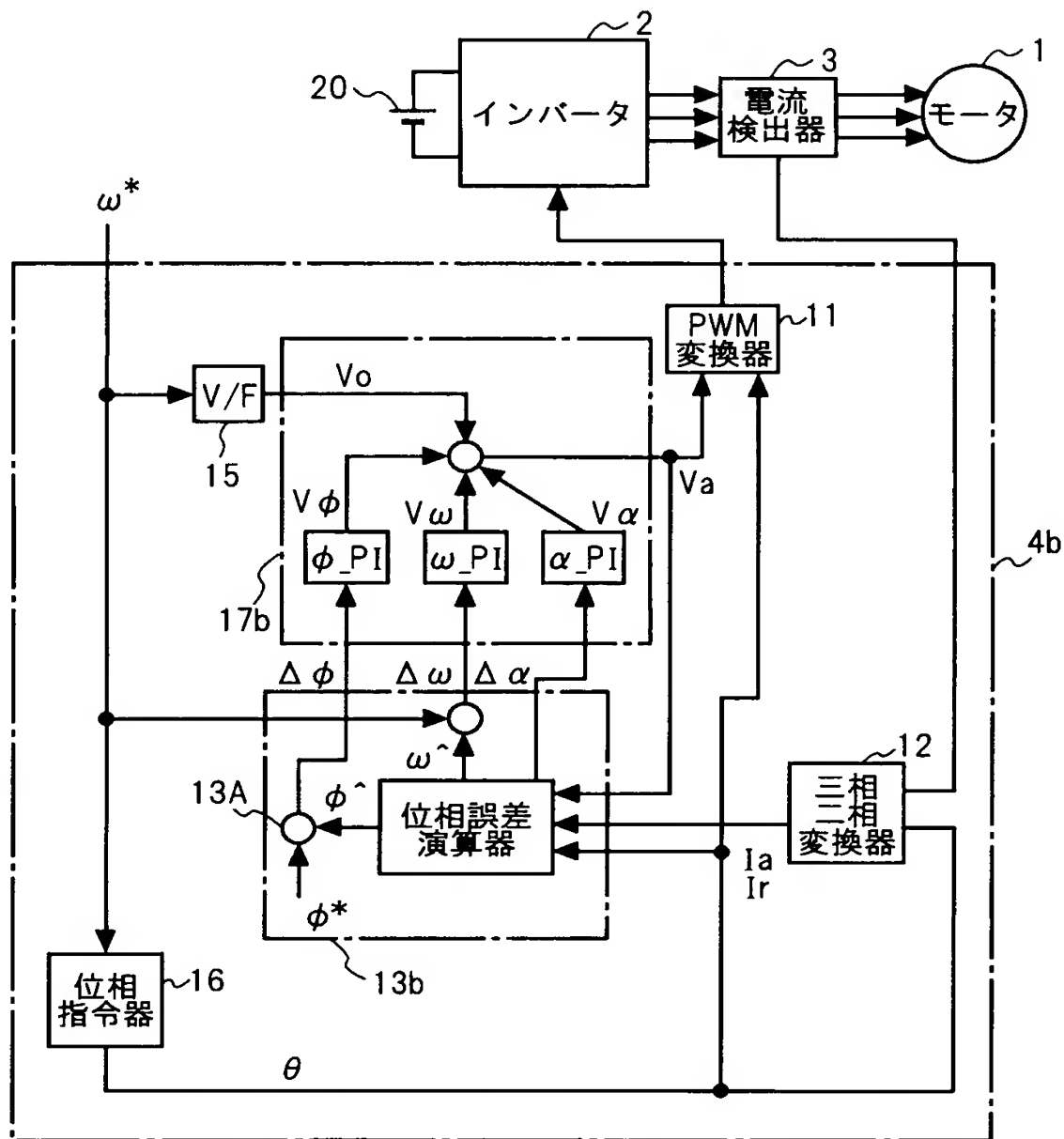
【図1】



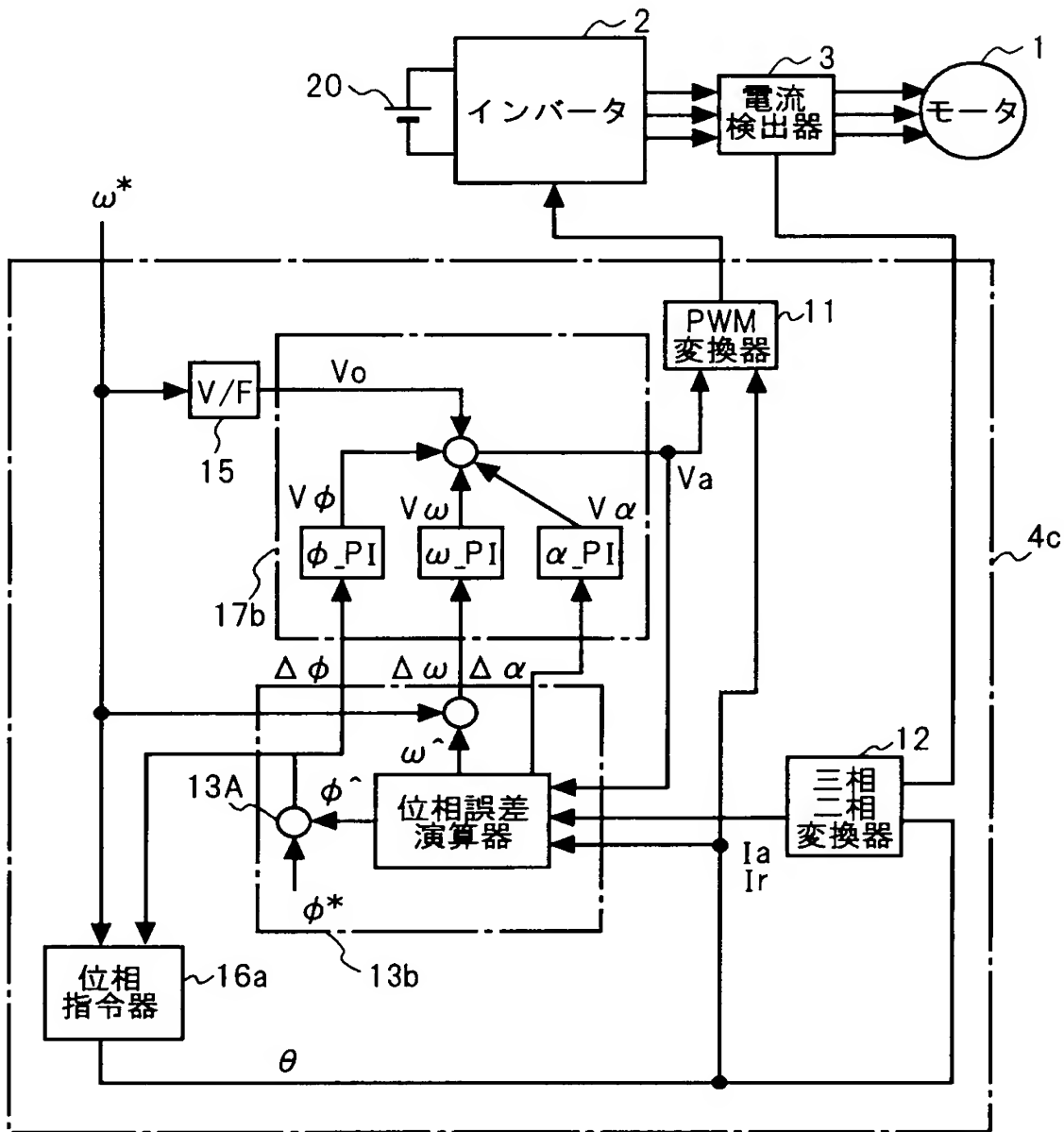
【図2】



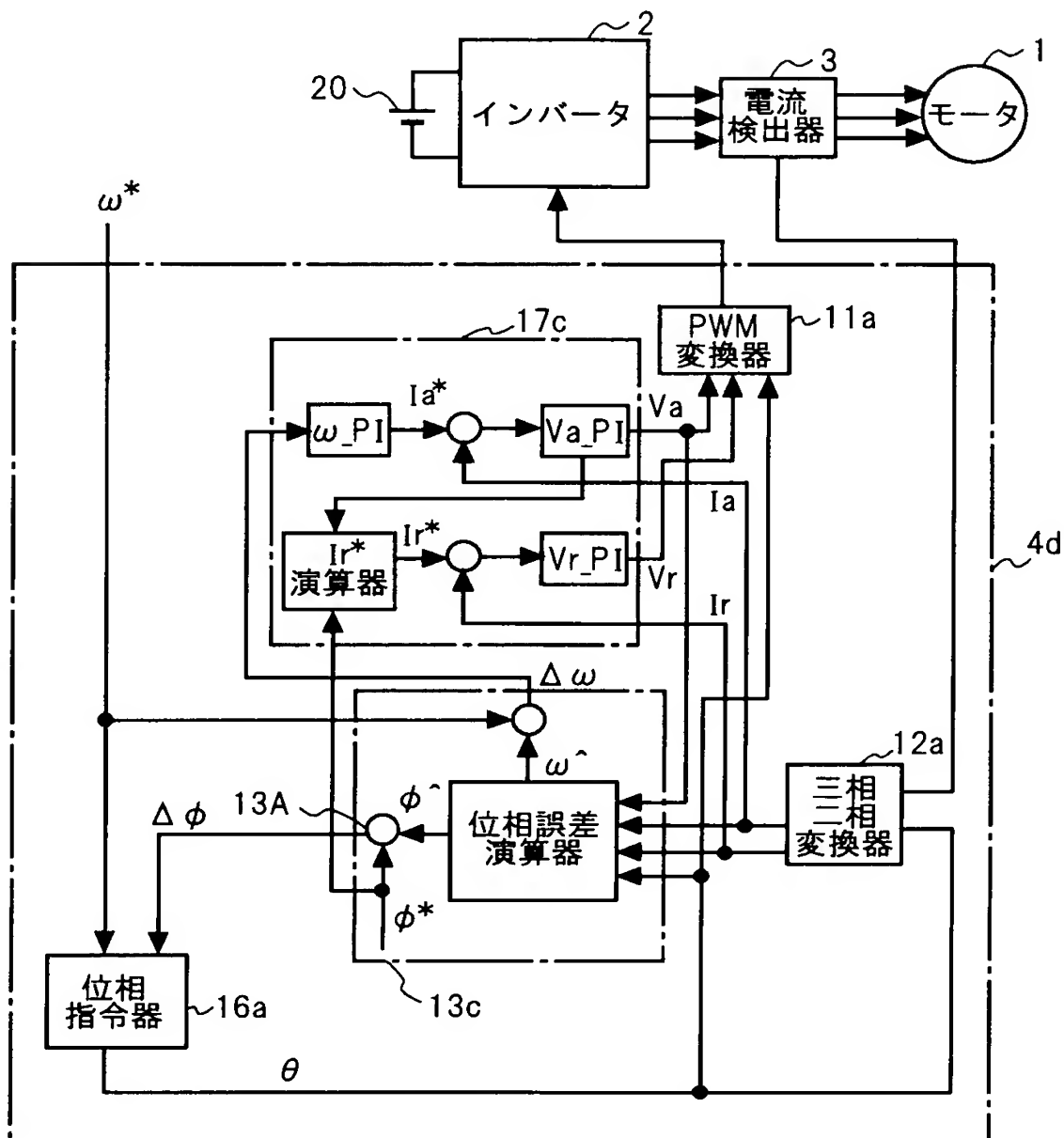
【図3】



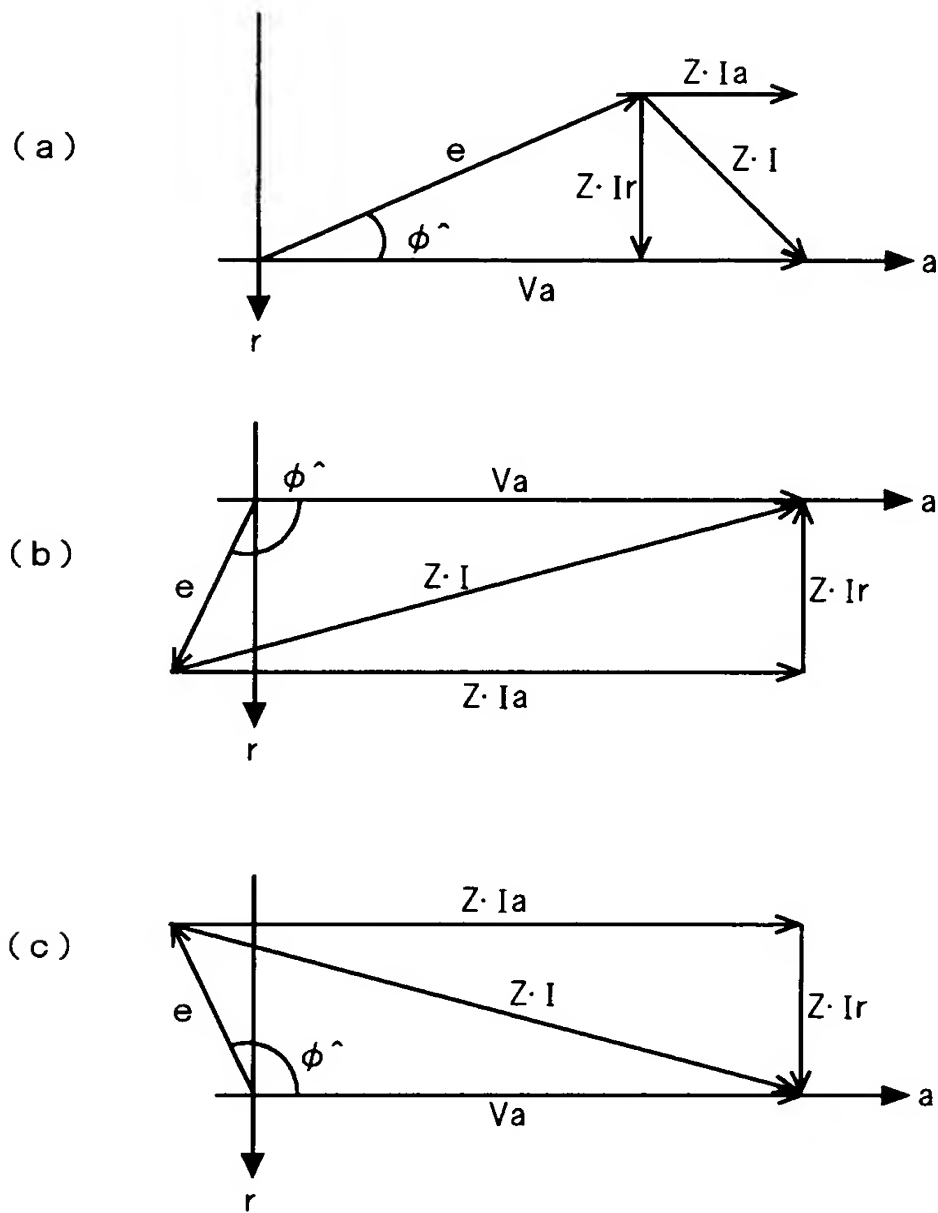
【図4】



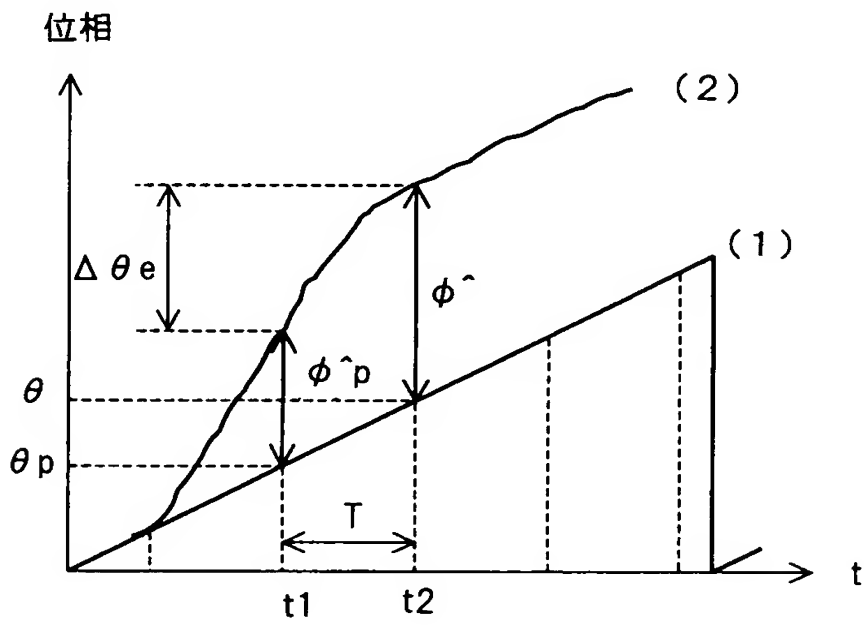
【図5】



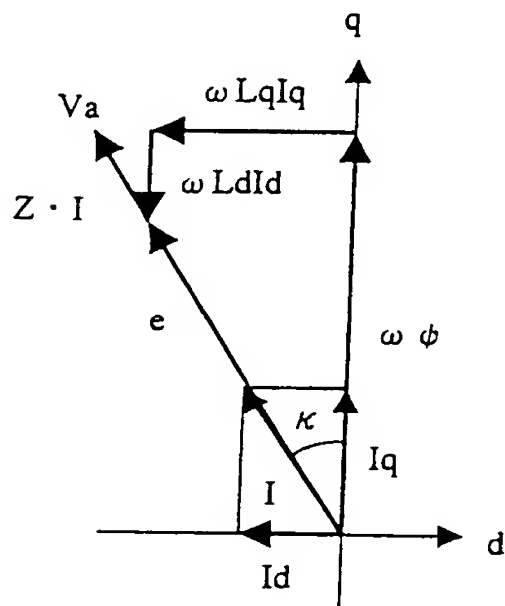
【図6】



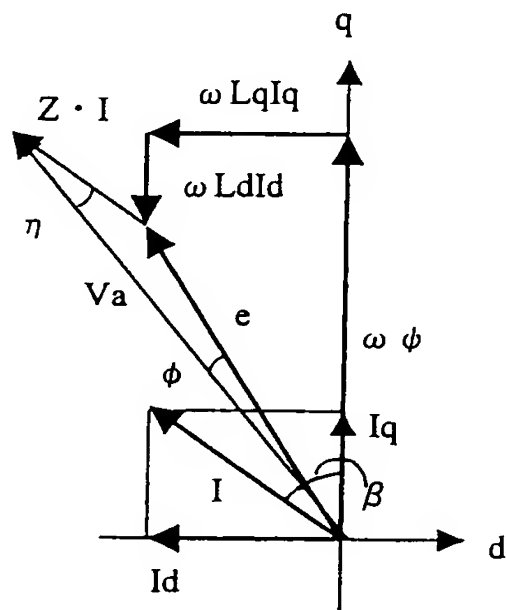
【図7】



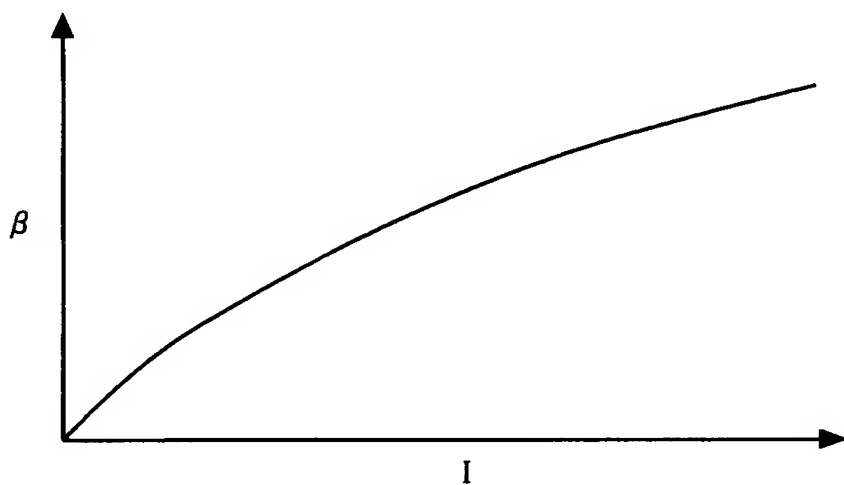
【図8】



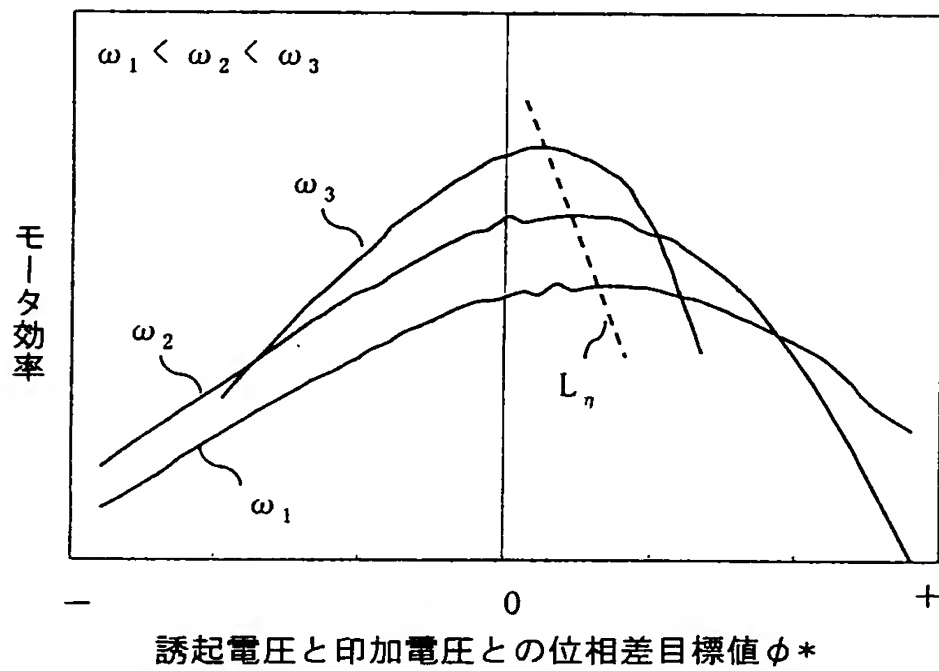
【図9】



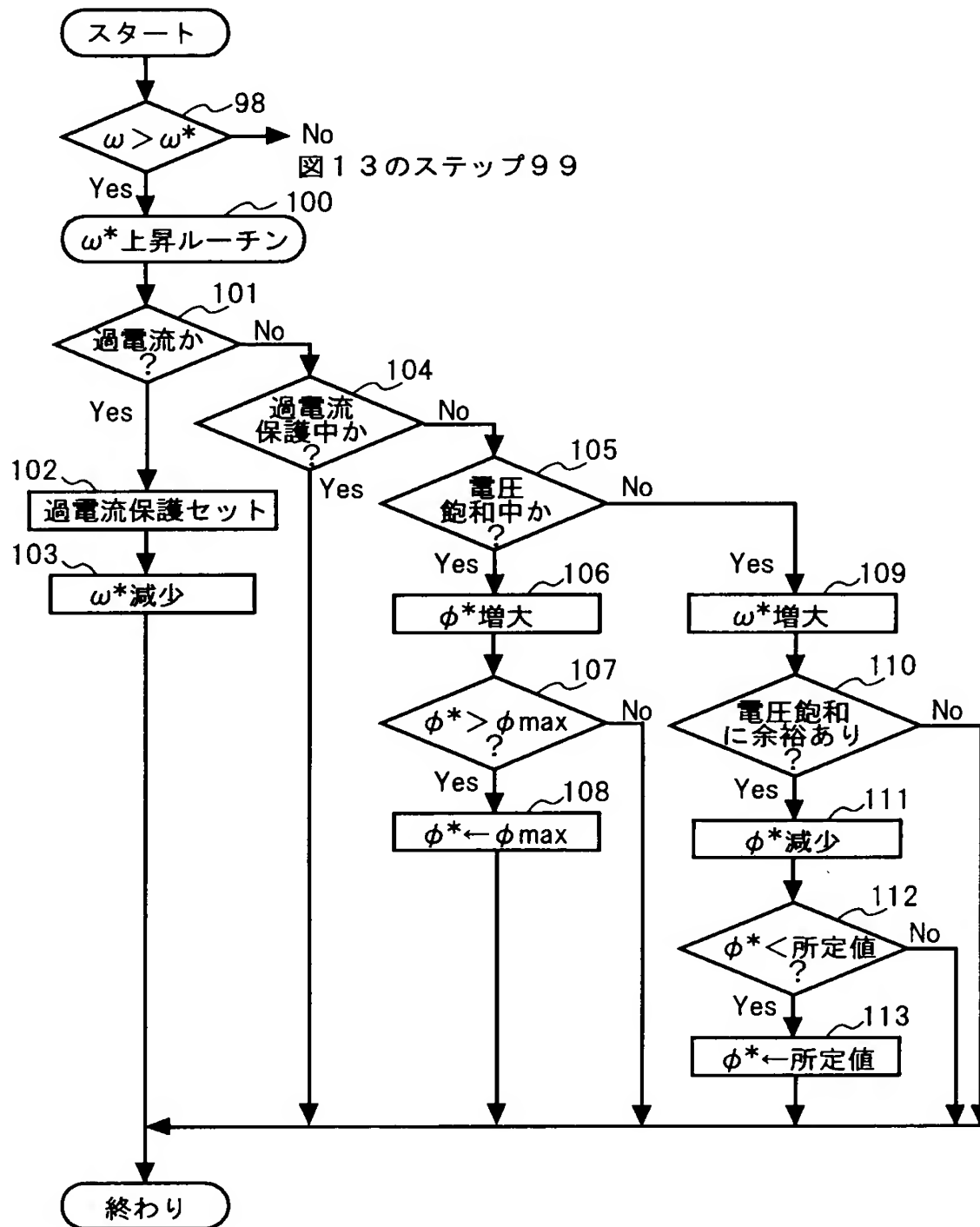
【図10】



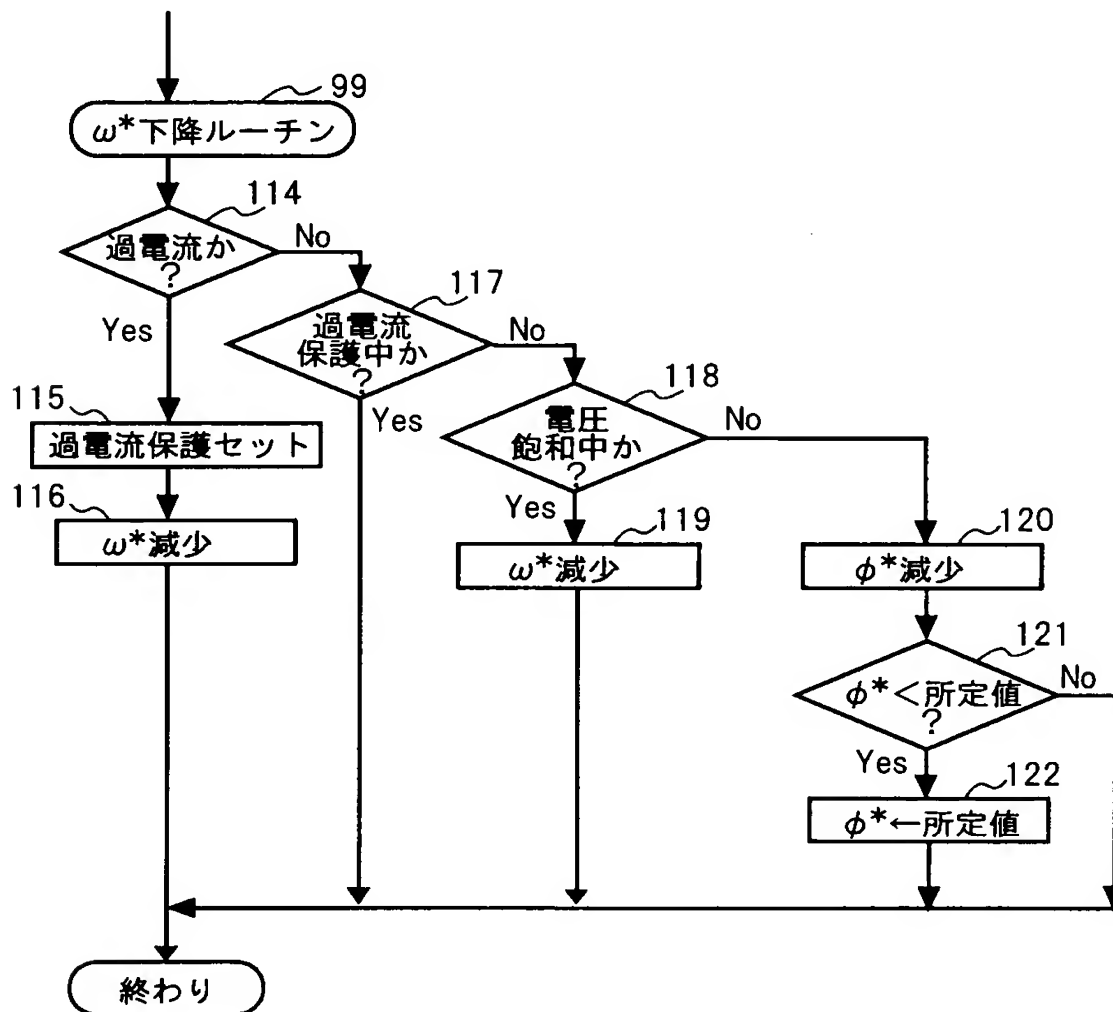
【図11】



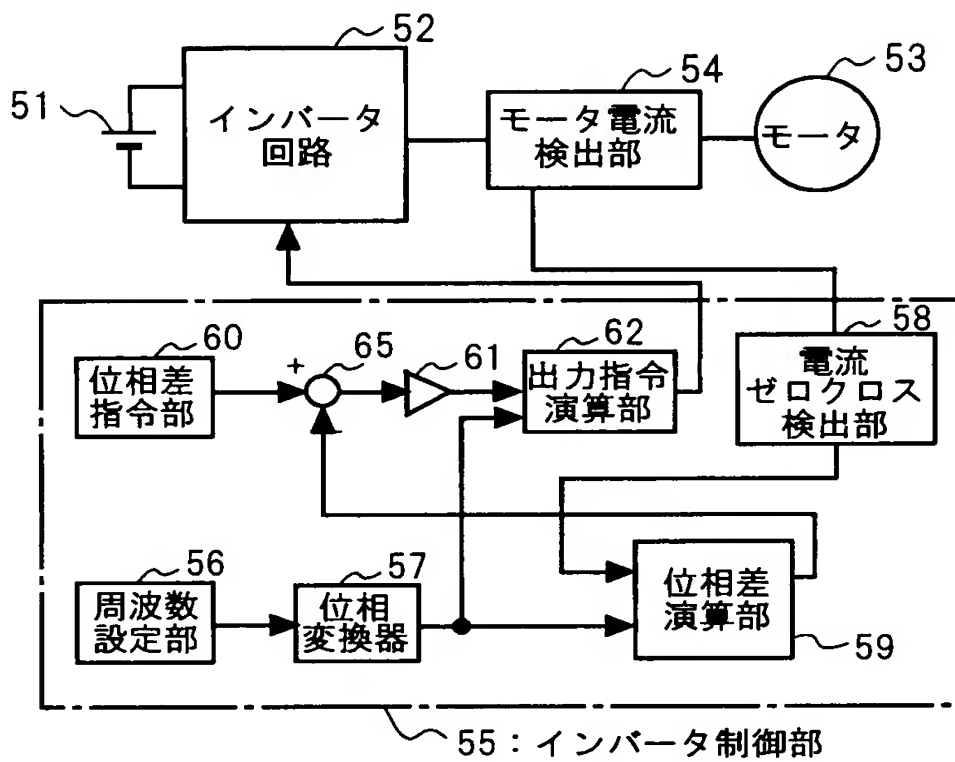
【図12】



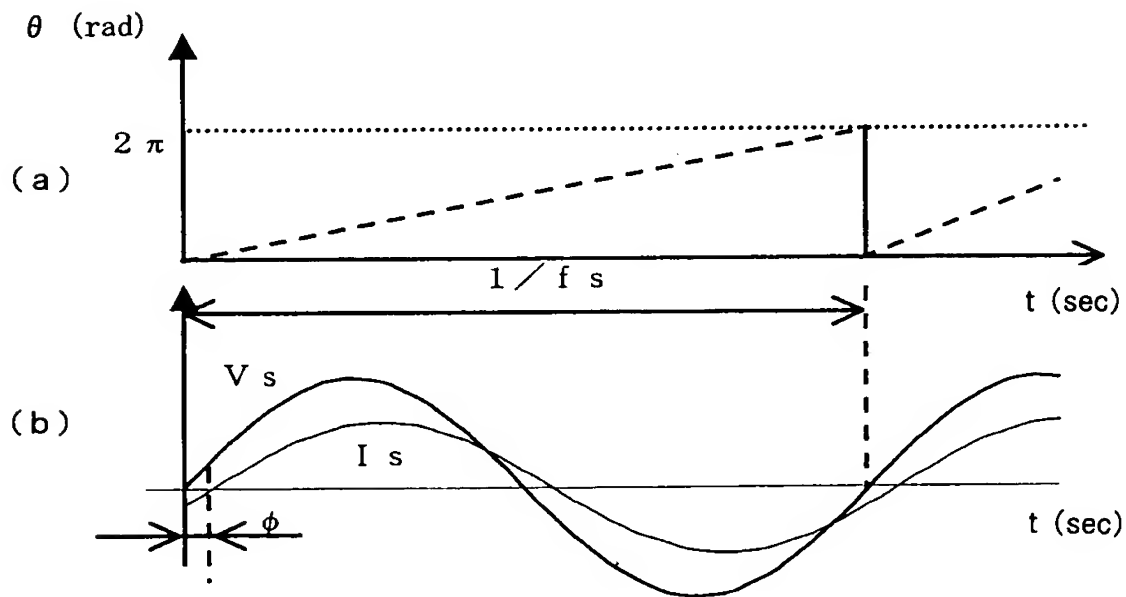
【図13】



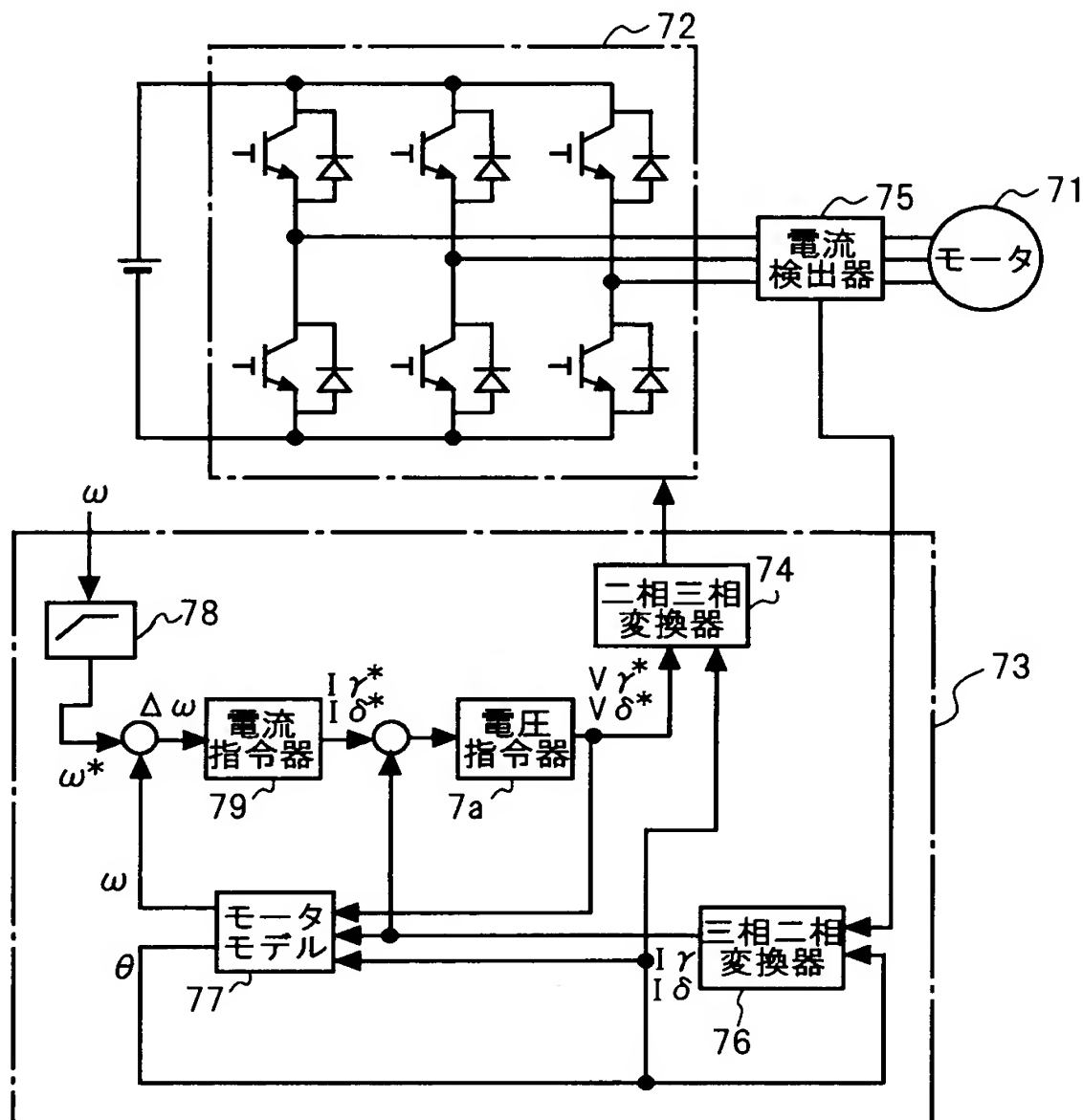
【図14】



【図15】



【図16】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 位置センサレスブラシレスモータを正弦波駆動するとき、電気角の60度毎にしか位相の推定ができないため、モータの駆動が特に低速域で不安定になる。また、モータモデルを用いて正弦波駆動するとき、モータのパラメータが変化するため高い精度で駆動できない。

【解決手段】 ブラシレスモータを流れる電流を検出し、検出した電流値をモータ印加電圧の方向とその直交方向との2つの直交軸を有する座標系で三相二相変換し、印加電圧と誘起電圧との位相差を制御周期毎に推定する。推定値と目標値との誤差から印加電圧あるいは推定位相あるいは電流指令値をフィードバック制御する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 8 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
氏 名	松下電器産業株式会社